独立OPTを2コ使ったユニティ結合

KT-66PPアンプの試作

―その1―

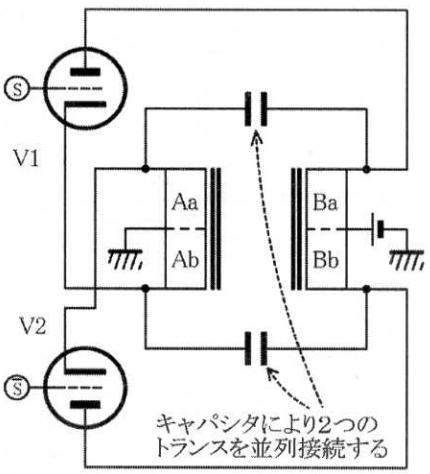
金指 長生

いろいろな出力トランスが使える並列型プッシュプル回路

このアンプはマッキントッシュ回路を模倣していますが，バイファイラ・トランスを使用したものではなく，さらにいえば，プレート側巻線とカソード側巻線とで磁気回路を共有させるものですらなく，プレート側／カソード側で独立に用意された2つのトランスを，大容量のキャパシタで結合します(**第1図**).

実は，前月号で展開した「並列型プッシュプル回路の考察」という私の論考は，もともとは本機をまとめるために過去に発表されたさまざまなアンプの特徴について改めて考えて見たもので，そこでも触れたとおり，マッキントッシュ回路(**第2図**)においては，磁気回路を共有することと2つの巻線をバイファイラに巻き込むことによって，負荷である2つの巻線の並列化を実現し，さらに両巻線間の漏洩インダクタンスを無視できるまでに低減し，完全に近い並列化を目指すものでした.

しかし，両巻線を交流的に並列化するということだけであるならば，かならずしも磁気回路に依存する必要はなく，キャパシタで両者を接続しても目的は達せられます．こういう着想は，ある日オーディオの神様が気まぐれに私に息を吹きかけたから生まれたというわけではなく，ピーターソン&シンクレアが最初に発表したIREナショナル・コンベンションですでに解説されているものです.

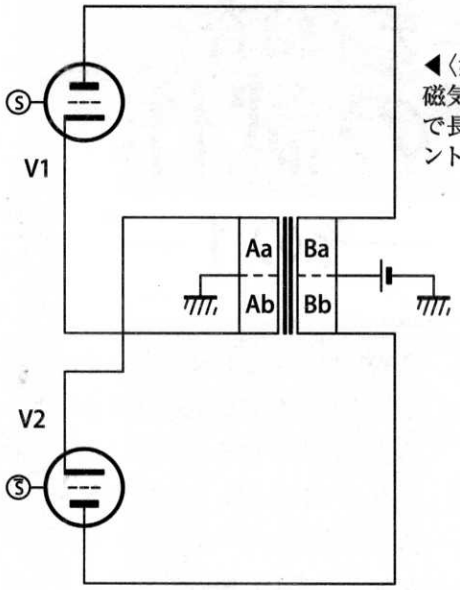


〈第1図〉本機の出力段は独立したPOTを使った並列型PP回路である

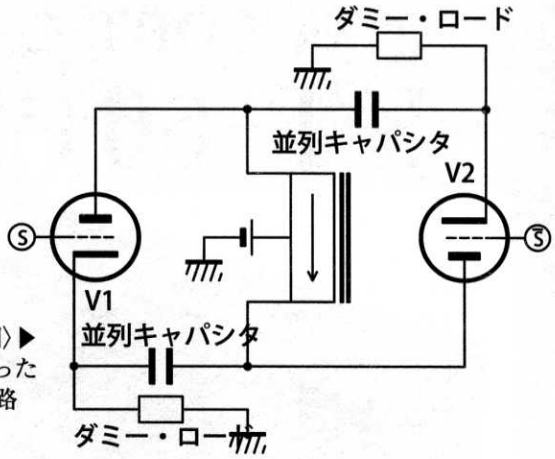
このときのテクニカル・ペーパーの要約を見ると，「……両巻線間に密な結合は不要である」とされていて，のちにGENRADから発表された回路図では，並列給電SEPPで，両巻線のホット・エンド側を大容量のキャパシタで接続しているのが確認できます(コールド・エンド側は，いうまでもなく大容量の電源用平滑コンデンサです).

さらにいえば，このキャパシタの存在は，実はマッキントッシュの考案（パテント）においてすでに示されているものなのです．ただしマッキントッシュは回路図上さりげなく点線で付加し，「このコンデンサは考案の本質には無関係だが」としつつ，「これがあれば，仮に巻線技術が不完全で漏洩インダクタンスが残留しても，両巻線の等電位性は保証される」としているのです．この立場から見れば，本アンプの試みは，両巻線の結合係数を故意にゼロとし，漏洩インダクタンスを100%残したうえで“おまけのコンデンサ”に頼って並列化を図った，ともいえます.

ピーターソン&シンクレアのIREナショナル・コンベンションにおける主張は，多分にマッキントッシュの主張，すなわち「並列プッシュプ



◀〈第2図〉
磁気回路を共有した巻線で長列化を図ったマッキントッシュ回路



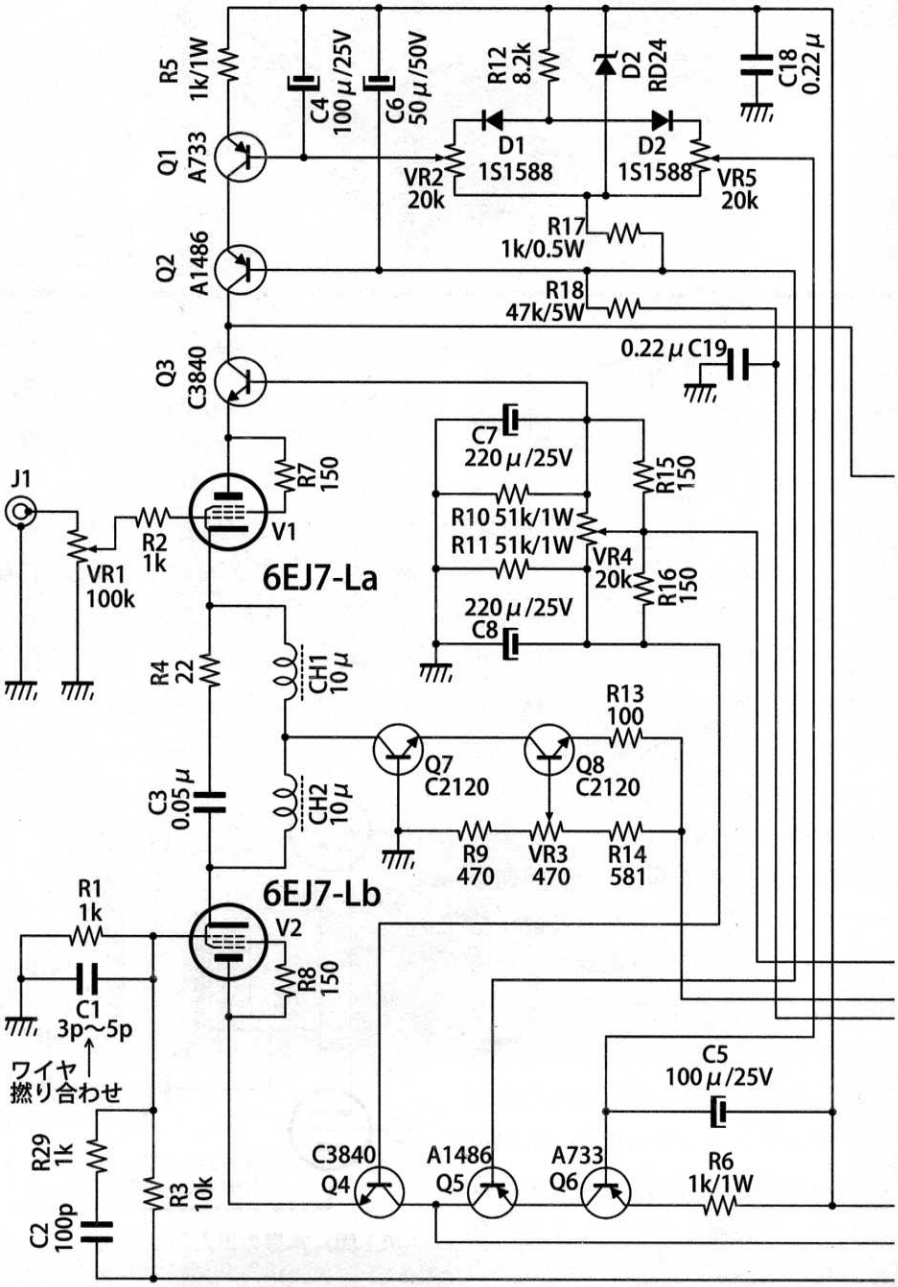
〈第3図〉▶
並列キャパシタを使ったクロスシャントPP回路

ルにおいて漏洩インダクタンスは限りなくゼロに近づけるべきであり，そのためにバイファイラ・トランスは不可避である」という主張へのアンチテーゼを意図したものだろうと推察されますが，それはともかく，キャパシタで並列化すれば，世の中にゴマンとある出力トランスが利用できることになり，有名無名のさまざまな出力トランスを試みる楽しみが無限に広がります．

以上のような構想を実装したのが本アンプですが，見かたによっては結合キャパシタはCSPPの並列キャパシタ（**第3図**）のようにも見えますから，その意味でタイトルを“クロスシャントの夢”としてもよかったかもしれません．しかし，そうしなかった理由は2つあります．

第一に，島田氏の記事では，カソード側回路は抵抗やチョーク・コイルであって，終始ダミー負荷として観念されており，プレート側負荷に対する並列キャパシタを介したリターン・パスのみを信号経路とし，カソードから電力を取り出し合成する構想はなかったのです．

もっとも，そのことは負荷として直接スピーカを接続する限り避けられないことであり，島田氏の目標に対しては合理的といえるでしょう．それはまた，先月号で言及したように，島田氏がマッキントッシュと極めて近いところにいたことを私に確信させるものでもあり，実際CSPPのカソード回路に挿入されたチョー



ク・コイルを，プレート側とともにトランスとしていっしょに巻き込めばそのままマッキントッシュ回路に変身するのですから，島田氏がOTL＝Output Trans Lessに制約されていなければ，当然にそういう帰結を得たであろうという根拠は，まさにそこにあるのです．

第二に，島田氏には申訳ないのですが，タイトルとしては“クロスシャント”より“マッキントッシュ”の方が強いインパクトがあるだろうという，いってみれば，私のなかでちょっとしたスケベ根性が動いたことは否定できません．

昨今では，いくつかのメーカーからマッキントッシュ型バイファイラ巻トランスが市販されており，往時に比べ，マッキントッシュを模倣することにさほどの困難はありませんし，事実そういう実装例も雑誌やネット上では散見できます．ただ私には，トランスを含めてマッキントッシュ回路をそのまま模倣することに抵抗があったことも事実で，換骨奪胎という言葉がありますが，お手軽に骨を換えるだけのつもりはなく，かつてマランツとともに管球オーディオの黄金期を築いたマッキントッシュの胎を奪（か）りてみたかった，というのが偽りのない動機といえるかもしれません．

本機の構成

第4図に本アンプのブロック構成を示し，各ブロックについて説明します．

(1) 電源トランス

主たるトランスに，春日無線変圧器のBS1000型（300VA）を使用します．同社のBS70からBS1500に至る一連の特注トランスは，イージーオーダーであり，電力とピン数を満たしているかぎり自由な電圧・電流設定が可能ですから，私は重宝に多用しています．

もう一つ，遅延スイッチ回路（後述）の電源として，東栄変成器の小型ヒータ・トランスを使用しています．これは当初，主電源トランスのヒータ巻線を平行に流用していたのですが，ヒータを介してクロストーク特性が高出力時に急激に悪化したので，泥縄式に急遽，調達したものです．

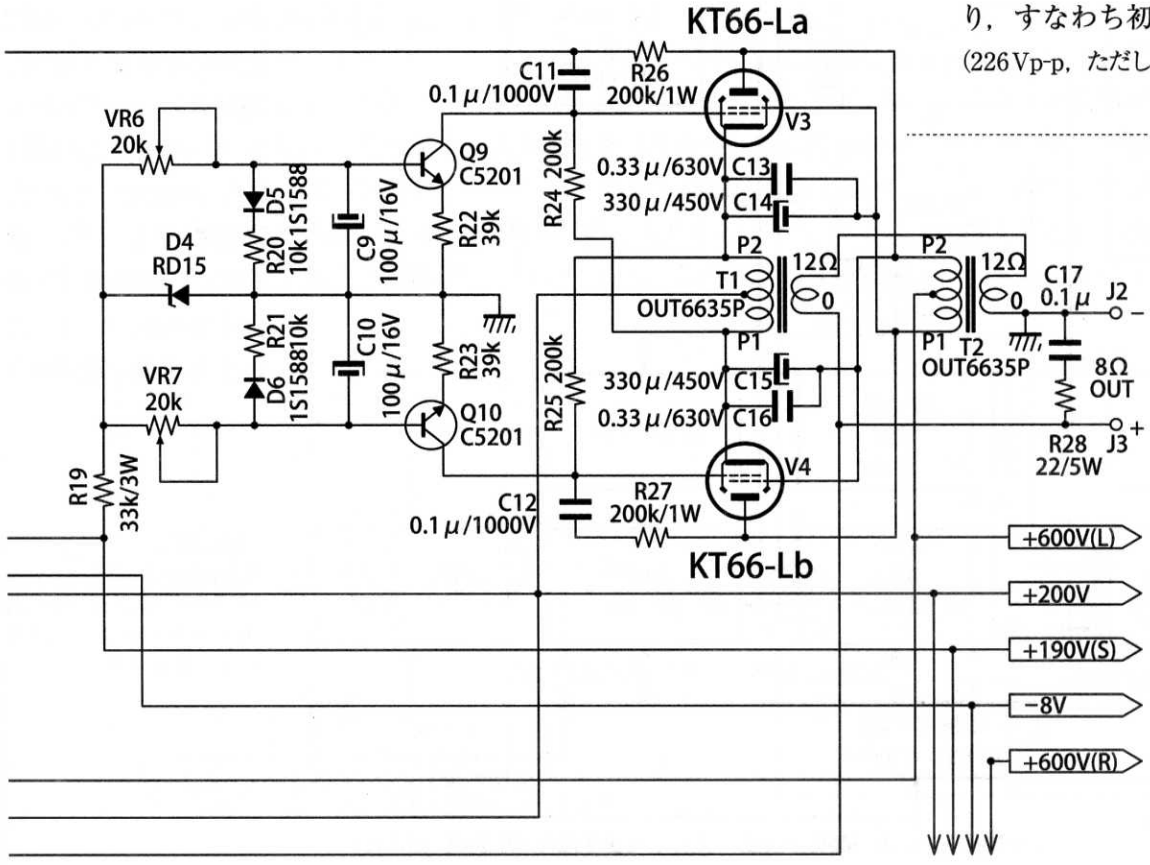
(2) B電源（+200V，400V）

DC+200Vと400V，およびそれらを加算したDC+600Vを作り，以下のように供給します．

- 200V→初段負荷電流源，終段，190V安定化電源
- 600V→初段負荷電流源，終段

終段KT-66は，200Vを基底電圧として600Vまで，400Vのレンジで動作します．

初段に600Vもの高圧を与えているのには理由があります．つまり，833ΩのOPT1次側に対し，目標の30Wを与えるためには，両端に約160Vrmsが必要ですが，OPTに対する終段の電圧ゲインは2であり，すなわち初段出力で80Vrms（226Vp-p，ただし終段には若干のゲイン・



●本機増幅部の全回路．各部の動作については次号以下で詳論する

時には真空管のヒートアップやケミコンの初期充電など，短時間とはいえ600Vを越えることが危惧されますから，先に真空管のヒータ予熱や200Vを確立し，その後400V電源をONすることで，ソフト・スタートを図っています．遅延回路そのものは，手持ちのOpアンプとTrを利用した簡単なもので，最終的にリレーを駆動して通電します．

(6) 初段

①3極管接続とした理由：ここは差動ハイブリッド・カスコード回路とします．下側ユニット(増幅器本体)は6EJ7の3極管接続ですが，上側ユニットに2SC3840を配置したハイブリッド構成です．　下側ユニットに6EJ7を採用したのは，全体のゲインをこの1本でたたき出し，深いカソード帰還が掛かり大きなドライブ電圧を要する終段を余裕を持って振るためです．

周知のようにこの球はハイgm管として知られていますが，深いバイアス(−2.5V)で規定のgmを達成し，したがって直線域が長く，非常に広い電流ダイナミック・レンジを持っていることは，意外と見落とされがちです．ハイgmといえば，管球テレビ時代の高周波増幅や映像中間周波増幅用に10mA/Vを越える多彩なハイgm管を列挙することはできますが，多くは−1V内外のバイアスで達成されるものであって，グリッド電流を流さずに使用するオーディオ用途では，所期のgmを得にくかったり，達成できても電流振幅が窮屈であったり，気軽に使用するのはなかなかに困難なものです．

この6EJ7を3極管接続としたのには，もちろん理由があります．カスコード接続の下側ユニットで使用する場合，スクリーン・グリッドには意味がないからです．

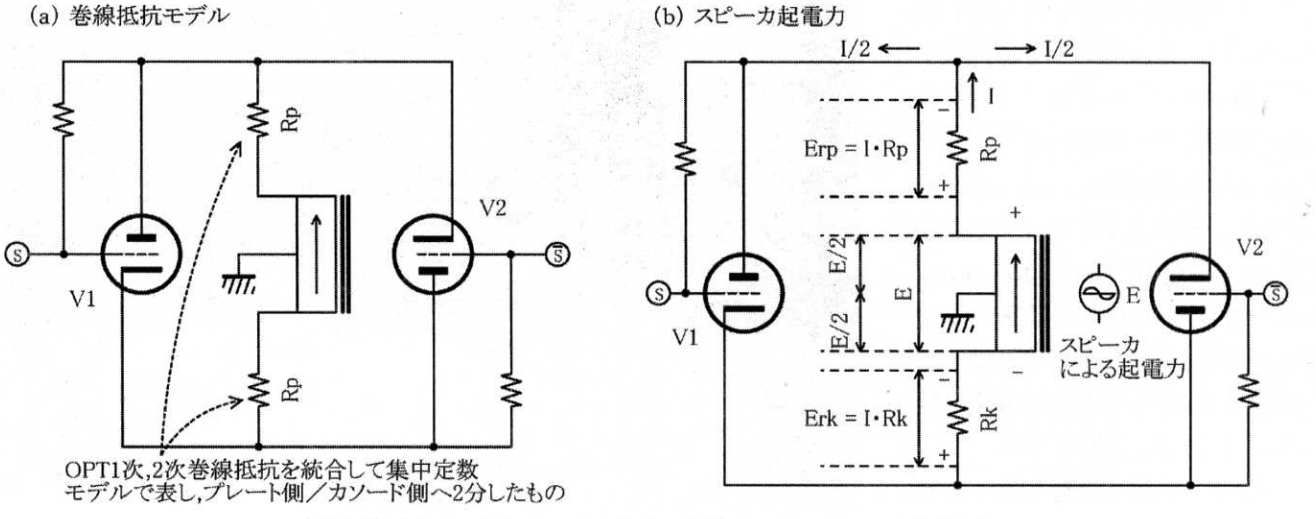
後述するように，理想的なカスコード・アンプでは，下側ユニットの見掛けの負荷は0Ωであり，出力プレートに電圧振幅は現れません．ところがスクリーン・グリッド本来の機能は，加速電圧の印加を別にすれば，出力プレート電位変化のG1側への波及を遮蔽し，電流制御を純粋にG1のみに依存させるところにありますから，プレート電位の変化がない理想的カスコード・アンプでは不要となります．本機のカスコード・アンプはほとんど理想的に機能しますから，スクリーン・グリッドには加速電圧を与えるついでに相互コンダクタンスをも回収しようと企て，3極管接続としたものです．

付言すると，このときの3極管接続では，ふつうの意味での3極管特性，つまりEp-Ip曲線上で，脚部がなめらかに彎曲しつつカットオフし，右肩上がりで増加するプレート電流曲線が幅をそろえて並ぶ，という特性にはなりません．こういう特性は，3極管のプレートに現れた電圧がG1側電界に波及して電流を制御する，自己帰還作用によるものであって，先に述べたように，理想的カスコード・アンプではそれがありません．

代わりにカスコード段の出力は理想的5極管特性を示し，その5極管の相互コンダクタンスが，プレートとスクリーン・グリッドの相互コンダクタンスを合算した約20mA/Vを示す，というわけです．

②カスコード回路にTrを採用した理由：カスコード回路の上側ユニットに2SC3840を使用した理由は2つあります．

第一に，上側ユニットを半導体としたかったからです．詳細は回路解説で述べますが，カスコード回路上側ユニットの役割は電流バッファであり，実質的増幅部である下側ユニットの出力を低インピーダンス(理想的には0Ω)で受けて入力点の電圧変動を排除し，純粋な電流源として出力することです．この目的に対して



〈第5図〉終段PP回路をモデル化して出力インピーダンスを計算する

けです.

(2) 終段のゲイン

再々述べるように初段はカスコード・アンプであり，ほとんど純粋な電流源出力ですから，電圧を入力として電流を出力する，伝達コンダクタンス・デバイスとして見ることができます．やや強引ですが，終段を電圧出力／電流入力型＝すなわち伝達レジスタンス型デバイスとして考えると，両者合わせて無次元の増幅度となり，ゲイン関係が簡潔に把握できます．これが電圧ゲイン「1」であるにも拘わらず，終段にPG帰還を設定した主な理由です．

この段のゲイン（伝達レジスタンス）を91V／mAと算定しているのは，つぎのような根拠によります．

第10図(a)は，終段ユニティ・カプリング回路にカスコード出力から電流＝Iが供給されたところを表していますが，ここで，

I …入力電流
R …PG帰還抵抗
E …Iによる R 両端電圧
Eo…OPT 両端出力電圧
Eg…グリッド電圧
e …G～K間電圧

とし，さらに終段増幅度を，A…Gm×Zo（ただしZoは損失を含んだOPTのインピーダンス）とすれば，おのおのの回路要素につき式(5)の関係が成立しています．

つぎに，式(5)をもとに終段ゲイン（伝達レジスタンス：V/mA）＝Eo/Iを求めると，式(6)の経過で④を得ます．

ここで，ゲインの具体値を求めるため，グリッド・バイアス≒38VにおけるKT-66の相互コンダクタンスを5mA/Vに見積もり，2管並列として10mA/VをZo≒1000Ω（OPT損失を含む）に適用すれば，A＝gm×Zo＝10となります．この値をPG帰還抵抗実装値R＝100kΩとともに④式に代入し，伝達レジスタンスを算出すると，

V/mA ＝(10/11)×100kΩ
≒91V/mA

となり，これが終段ゲインの推定値というわけです．

この計算ではKT-66の相互コンダクタンスを5mA/Vとしていますが，この値は実は厳密な考察に基づいたものではありません．KT-66の各社データ・シートを見ても，G2＝400V，G1バイアス＝38Vの相互コンダクタンスを掲載・図式化しているものが見あたりませんので，さまざまな動作例と各種Ep－Ip特性曲線をグッと睨んだ末に“こんなもんだろう”と推定したものです．

既知の他の値から内挿外挿を駆使して推定値を得る方法もありますが，多少のいいわけを許してもらえるなら，個体差も大きいうえ，Ip動作域によりガラガラ変動するこの値を厳密に特定することに特段の意味があるとも思えないものですから，軽んじたに過ぎません．

(3) OPTのゲイン

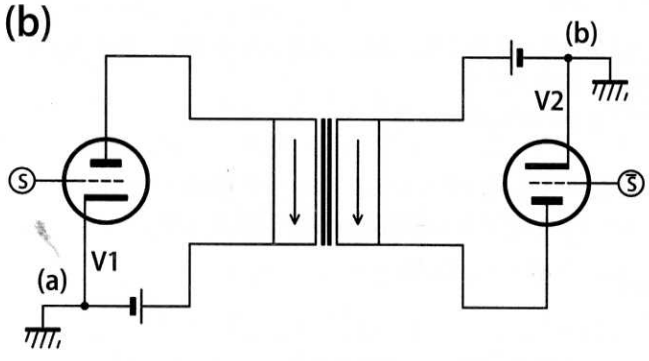
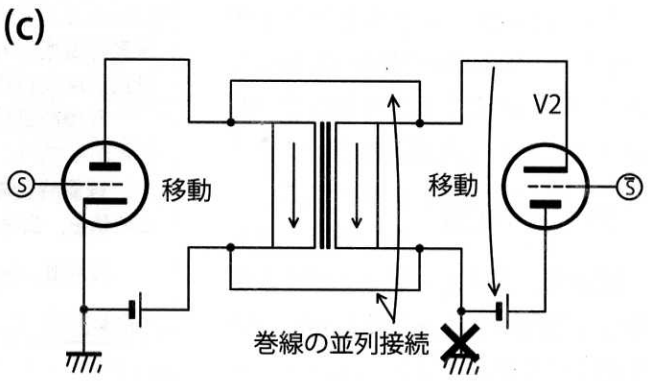
出力トランスの電圧ゲインには，インピーダンス変換による降圧比（巻数比）と損失による降圧が含まれ，併せて－22.0dBと見積もります．巻数降圧比は10.2：1で，－20.17dBです．具体的には5kΩ：12Ωの2つのトランスを，1次側を並列に，2次側を直列に接続して833Ω：8Ωとして使用しますから，インピーダンス比104.17／巻数比10.2となります．

したがってOPTの巻線抵抗による電圧損失を－1.83dBと見積もったことになりますが，式(7)にその根拠を示します．

参考までに，メーカーの資料（**第7図**）によれば，OUT6635Pの定損失は－0.27dB，つまり6%の電力損失ですから，それよりかなり悪化（電力損失19%／0.92dB）しているのは，こういう変則的接続への代償ということでしょう．

■前号「各栓並列プッシュプル回路の考案」の訂正■

(1) P.116〈**第2図(b)**〉で下図のように(a)(b)点が抜けていました．



(2) P.116〈**第3図(c)**〉で，右ユニットの電源は下図のようにアースされません．